

BEST AVAILABLE COPY

PCT/JP03/13411

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

21.10.03

RECEIVED
04 DEC 2003

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日
Date of Application: 2002年10月21日

出 願 番 号
Application Number: 特願2002-306250
[ST. 10/C]: [JP2002-306250]

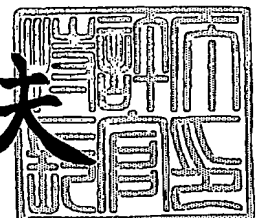
出 願 人
Applicant(s): サンケン電気株式会社

PRIORITY DOCUMENT
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH
RULE 17.1(a) OR (b)

2003年11月20日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今 井 康 夫



【書類名】 特許願

【整理番号】 SNK-163

【提出日】 平成14年10月21日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H02M 3/335

【発明の名称】 直流変換装置

【請求項の数】 11

【発明者】

【住所又は居所】 埼玉県新座市北野 3 丁目 6 番 3 号 サンケン電気株式会社
社内

【氏名】 鶴谷 守

【特許出願人】

【識別番号】 000106276

【氏名又は名称】 サンケン電気株式会社

【代理人】

【識別番号】 100083806

【弁理士】

【氏名又は名称】 三好 秀和

【電話番号】 03-3504-3075

【選任した代理人】

【識別番号】 100068342

【弁理士】

【氏名又は名称】 三好 保男

【選任した代理人】

【識別番号】 100100712

【弁理士】

【氏名又は名称】 岩▲崎▼ 幸邦

【選任した代理人】

【識別番号】 100087365

【弁理士】

【氏名又は名称】 栗原 彰

【選任した代理人】

【識別番号】 100079946

【弁理士】

【氏名又は名称】 横屋 赳夫

【選任した代理人】

【識別番号】 100100929

【弁理士】

【氏名又は名称】 川又 澄雄

【選任した代理人】

【識別番号】 100095500

【弁理士】

【氏名又は名称】 伊藤 正和

【選任した代理人】

【識別番号】 100101247

【弁理士】

【氏名又は名称】 高橋 俊一

【選任した代理人】

【識別番号】 100098327

【弁理士】

【氏名又は名称】 高松 俊雄

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 001982

【納付金額】 21,000円

【その他】

国等の委託研究の成果に係る特許出願（平成13年度新
エネルギー・産業技術総合開発機構基盤技術研究促進事

業に係る委託研究、産業活力再生特別措置法第 3 0 条の
適用を受けるもの)

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9803324

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 直流変換装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 直流電源の両端に接続され、トランスの 1 次巻線と第 1 スイッチとが直列に接続された第 1 直列回路と、

前記第 1 スイッチの両端又は前記 1 次巻線の両端に接続され、第 2 スイッチとスナバコンデンサとが直列に接続された第 2 直列回路と、

前記トランスの 1 次巻線に並列に接続された可飽和リアクトルと、

前記第 1 スイッチがオン時に電力を蓄え、前記第 1 スイッチがオフ時に前記電力を前記スナバコンデンサに供給する電力供給源と、

前記トランスの 2 次巻線に直列に接続された整流素子及び該整流素子と前記 2 次巻線との直列回路に並列に接続された平滑素子を有する整流平滑回路と、

前記第 1 スイッチと前記第 2 スイッチとを交互にオン／オフさせると共に前記第 2 スイッチの電流が増大した時に前記第 2 スイッチをオフさせる制御回路と、を有することを特徴とする直流変換装置。

【請求項 2】 前記可飽和リアクトルは、前記トランスのコアの飽和特性を用いることを特徴とする請求項 1 記載の直流変換装置。

【請求項 3】 前記電力供給源は、前記直流電源の一端と前記第 1 スイッチ及び前記第 2 スイッチの接続点とに接続され、第 1 リアクトルとダイオードとが直列に接続された第 3 直列回路からなることを特徴とする請求項 1 又は請求項 2 記載の直流変換装置。

【請求項 4】 前記電力供給源は、前記トランスの 1 次巻線に直列に接続された第 2 リアクトルからなることを特徴とする請求項 1 又は請求項 2 記載の直流変換装置。

【請求項 5】 前記第 2 リアクトルは、前記トランスのリーケージインダクタからなることを特徴とする請求項 4 記載の直流変換装置。

【請求項 6】 前記トランスの 2 次巻線は、前記トランスのコアに巻回され且つ互いに分離した複数の 2 次側巻線からなり、各々の前記 2 次側巻線に対応して前記整流素子及び前記平滑素子を有する前記整流平滑回路を設けたことを特徴

とする請求項 3 又は請求項 4 又は請求項 5 記載の直流変換装置。

【請求項 7】 前記トランスの 1 次巻線と各々の前記 2 次側巻線とは疎結合し、各々の前記 2 次側巻線間は密結合としたことを特徴とする請求項 6 記載の直流変換装置。

【請求項 8】 前記トランスのコアの磁路の一部に断面積の少ない部分を設けたことを特徴とする請求項 1 乃至請求項 7 のいずれか 1 項記載の直流変換装置。

【請求項 9】 前記直流電源は、交流電源と、この交流電源に接続されて交流電圧を整流する入力整流回路とからなり、

前記入力整流回路の一方の出力端と他方の出力端との間に接続され、入力平滑コンデンサと前記交流電源がオンされたときに前記入力平滑コンデンサの突入電流を軽減する突入電流制限抵抗とが直列に接続された直列回路を有し、

前記第 1 スイッチは、前記入力整流回路の一方の出力端に前記トランスの 1 次巻線を介して接続されたノーマリオンタイプのスイッチからなり、

前記制御回路は、前記交流電源がオンされたときに前記突入電流制限抵抗に発生した電圧により前記第 1 スイッチをオフさせ、前記入力平滑コンデンサが充電された後、前記第 1 スイッチをオン／オフさせるスイッチング動作を開始させることを特徴とする請求項 1 乃至請求項 8 のいずれか 1 項記載の直流変換装置。

【請求項 10】 前記トランスは補助巻線をさらに備え、該トランスの補助巻線に発生する電圧を前記制御回路に供給する通常動作電源部を有することを特徴とする請求項 9 記載の直流変換装置。

【請求項 11】 前記突入電流制限抵抗に並列に接続された半導体スイッチを有し、

前記制御回路は、前記第 1 スイッチのスイッチング動作を開始させた後、前記半導体スイッチをオンさせることを特徴とする請求項 9 又は請求項 10 記載の直流変換装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、高効率、小型、低ノイズな直流変換装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

図14に従来のこの種の直流変換装置の回路構成図を示す（非特許文献1、非特許文献2）。図14に示す直流変換装置において、直流電源 V_{dc1} にトランス T の1次巻線5a（巻数 n_1 ）を介してMOSFET（以下、FETと称する。）等からなる主スイッチ Q_1 が接続され、1次巻線5aの両端には、抵抗 R_2 及びスナバコンデンサ C_2 からなる並列回路とこの並列回路に直列に接続されたダイオード D_3 とが接続されている。主スイッチ Q_1 は、制御回路100のPWM制御によりオン／オフするようになっている。

【0003】

また、トランス T の1次巻線5aとトランス T の2次巻線5bとは互いに同相電圧が発生するように巻回されており、トランス T の2次巻線5b（巻数 n_2 ）には、ダイオード D_1 、 D_2 とリアクトル L_1 とコンデンサ C_4 とからなる整流平滑回路が接続されている。この整流平滑回路は、トランス T の2次巻線5bに誘起された電圧（オン／オフ制御されたパルス電圧）を整流平滑して直流出力を負荷 R_L に出力する。

【0004】

制御回路100は、図示しない演算増幅器及びフォトカプラを有し、演算増幅器は、負荷 R_L の出力電圧と基準電圧とを比較し、負荷 R_L の出力電圧が基準電圧以上となったときに、主スイッチ Q_1 に印加されるパルスのオン幅を狭くするように制御する。すなわち、負荷 R_L の出力電圧が基準電圧以上となったときに、主スイッチ Q_1 のパルスのオン幅を狭くすることで、出力電圧を一定電圧に制御するようになっている。

【0005】

次に、このように構成された直流変換装置の動作を図15に示すタイミングチャートを参照しながら説明する。なお、図15では、主スイッチ Q_1 の両端間の電圧 Q_1v 、主スイッチ Q_1 に流れる電流 Q_1i 、主スイッチ Q_1 をオン／オフ制御する Q_1 制御信号を示している。

【0006】

まず、時刻 t_{31} において、 $Q1$ 制御信号により主スイッチ $Q1$ がオンし、直流電源 V_{dc1} からトランス T の 1 次巻線 $5a$ を介して主スイッチ $Q1$ に電流 $Q1i$ が流れる。この電流は、時刻 t_{32} まで時間の経過とともに直線的に増大していく。また、1 次巻線 $5a$ を流れる電流 $n1i$ も電流 $Q1i$ と同様に時刻 t_{32} まで時間の経過とともに直線的に増大していく。

【0007】

なお、時刻 t_{31} から時刻 t_{32} では、1 次巻線 $5a$ の主スイッチ $Q1$ 側が一側になり、且つ 1 次巻線 $5a$ と 2 次巻線 $5b$ とは同相になっているので、ダイオード $D1$ のアノード側が+側になるため、 $5b \rightarrow D1 \rightarrow L1 \rightarrow C4 \rightarrow 5b$ と電流が流れる。

【0008】

次に、時刻 t_{32} において、主スイッチ $Q1$ は、 $Q1$ 制御信号により、オン状態からオフ状態に変わる。このとき、トランス T の 1 次巻線 $5a$ に誘起された励磁エネルギーの内、リーケージインダクタ L_g (2 次巻線 $5b$ と結合していないインダクタンス) の励磁エネルギーは、2 次巻線 $5b$ に伝送されないため、ダイオード $D3$ を介してスナバコンデンサ $C2$ に蓄えられる。

【0009】

また、時刻 t_{32} ~ 時刻 t_{33} では、主スイッチ $Q1$ がオフであるため、電流 $Q1i$ 及び 1 次巻線 $5a$ を流れる電流 $n1i$ は零になる。なお、時刻 t_{32} から時刻 t_{33} では、 $L1 \rightarrow C4 \rightarrow D2 \rightarrow L1$ で電流が流れて、負荷 R_L に電力が供給される。

【0010】

このような直流変換装置によれば、スナバ回路 ($C2$, $R2$) を挿入し、主スイッチ $Q1$ の電圧の時間的な変化を緩やかにすることで、スイッチングノイズを低減できると共に、トランス T のリーケージインダクタ L_g による主スイッチ $Q1$ へのサージ電圧を抑制することができる。

【0011】

【非特許文献 1】

原田耕介著「スイッチング電源 ハンドブック」日刊工業新聞社出版、
第2章スイッチング電源の基本回路と設計演習 p. 27 図2. 2

【0012】

【非特許文献2】

清水和男著「高速スイッチングレギュレータ」総合電子出版社、2. 2
. 1 他励型コンバータ p 30 図2. 5

【0013】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、図14に示す直流変換装置にあっては、スナバコンデンサC2に充電された電荷を抵抗R2によって消費させるため、損失が増大した。この損失は、コンデンサ容量、変換周波数に比例するため、スイッチングノイズの抑制を目的としてコンデンサ容量を増やしたり、あるいは、小型化を目的として変換周波数を上昇させた場合には、損失が増大し、効率が低下する欠点があった。

【0014】

また、トランスTの1次巻線5aに流れるトランス励磁電流は、図17に示すように、主スイッチQ1がオン時には直線的に正の値で増加していき、主スイッチQ1がオフ時には直線的に減少してゼロになる。即ち、トランスTの磁束は、図16に示すように、B-Hカーブの第1象限のみ使用するため、トランスTのコアの利用率が低く、トランスTが大型化していた。

【0015】

本発明は、トランスの小型化とスイッチのゼロ電圧スイッチングを可能とし、小型、高効率、低ノイズ化することができる直流変換装置を提供することにある。

【0016】

【課題を解決するための手段】

本発明は前記課題を解決するために以下の構成とした。請求項1の発明は、直流電源の両端に接続され、トランスの1次巻線と第1スイッチとが直列に接続された第1直列回路と、前記第1スイッチの両端又は前記1次巻線の両端に接続され、第2スイッチとスナバコンデンサとが直列に接続された第2直列回路と、前

記トランスの 1 次巻線に並列に接続された可飽和リアクトルと、前記第 1 スイッチがオン時に電力を蓄え、前記第 1 スイッチがオフ時に前記電力を前記スナバコンデンサに供給する電力供給源と、前記トランスの 2 次巻線に直列に接続された整流素子及び該整流素子と前記 2 次巻線との直列回路に並列に接続された平滑素子を有する整流平滑回路と、前記第 1 スイッチと前記第 2 スイッチとを交互にオン／オフさせると共に前記第 2 スイッチの電流が増大した時に前記第 2 スイッチをオフさせる制御回路とを有することを特徴とする。

【0017】

請求項 2 の発明では、前記可飽和リアクトルは、前記トランスのコアの飽和特性を用いることを特徴とする。

【0018】

請求項 3 の発明では、前記電力供給源は、前記直流電源の一端と前記第 1 スイッチ及び前記第 2 スイッチの接続点とに接続され、第 1 リアクトルとダイオードとが直列に接続された第 3 直列回路からなることを特徴とする。

【0019】

請求項 4 の発明では、前記電力供給源は、前記トランスの 1 次巻線に直列に接続された第 2 リアクトルからなることを特徴とする。

【0020】

請求項 5 の発明では、前記第 2 リアクトルは、前記トランスのリーケージインダクタからなることを特徴とする。

【0021】

請求項 6 の発明では、前記トランスの 2 次巻線は、前記トランスのコアに巻回され且つ互いに分離した複数の 2 次側巻線からなり、各々の前記 2 次側巻線に対応して前記整流素子及び前記平滑素子を有する前記整流平滑回路を設けたことを特徴とする。

【0022】

請求項 7 の発明では、前記トランスの 1 次巻線と各々の前記 2 次側巻線とは疎結合し、各々の前記 2 次側巻線間は密結合としたことを特徴とする。

【0023】

請求項 8 の発明では、前記トランスのコアの磁路の一部に断面積の少ない部分を設けたことを特徴とする。

【0024】

請求項 9 の発明では、前記直流電源は、交流電源と、この交流電源に接続されて交流電圧を整流する入力整流回路とからなり、前記入力整流回路の一方の出力端と他方の出力端との間に接続され、入力平滑コンデンサと前記交流電源がオンされたときに前記入力平滑コンデンサの突入電流を軽減する突入電流制限抵抗とが直列に接続された直列回路を有し、前記第 1 スイッチは、前記入力整流回路の一方の出力端に前記トランスの 1 次巻線を介して接続されたノーマリオンタイプのスイッチとからなり、前記制御回路は、前記交流電源がオンされたときに前記突入電流制限抵抗に発生した電圧により前記第 1 スイッチをオフさせ、前記入力平滑コンデンサが充電された後、前記第 1 スイッチをオン／オフさせるスイッチング動作を開始させることを特徴とする。

【0025】

請求項 10 の発明では、前記トランスは補助巻線をさらに備え、該トランスの補助巻線に発生する電圧を前記制御回路に供給する通常動作電源部を有することを特徴とする。

【0026】

請求項 11 の発明では、前記突入電流制限抵抗に並列に接続された半導体スイッチを有し、前記制御回路は、前記第 1 スイッチのスイッチング動作を開始させた後、前記半導体スイッチをオンさせることを特徴とする。

【0027】

【発明の実施の形態】

以下、本発明に係る直流変換装置の実施の形態を図面を参照して詳細に説明する。

【0028】

(第 1 の実施の形態)

第 1 の実施の形態に係る直流変換装置は、主スイッチをオンした時にトランスの 2 次巻線を介して直接に負荷に電力を供給し、主スイッチをオフした時にトラ

ンスの1次巻線に蓄えられた励磁エネルギーをスナバコンデンサに蓄え、補助スイッチをオンすることにより、トランスのコアのB-Hカーブの第1、第3象限を使い、かつ、励磁エネルギーの不足分を電力供給源から補うことにより、B-Hカーブの出発点を第3象限の下端にすると共に、トランスの1次巻線に、可飽和リアクトルを並列に接続することにより、補助スイッチのオン期間の終了間際で可飽和リアクトルを飽和させ、電流を増大させることにより、補助スイッチのオフ時の逆電圧の発生を急峻とし、主スイッチをゼロ電圧スイッチ動作させることを特徴とする。

【0029】

また、トランスTの2次側には、ダイオードD1とコンデンサC4とからなる整流平滑回路を設け、図14（従来の回路）に示すダイオードD2とリアクトルL1を削除したことを特徴とする。

【0030】

図1は第1の実施の形態に係る直流変換装置の回路構成図である。図1に示す直流変換装置において、直流電源Vdc1の両端にはトランスTの1次巻線5a（巻数n1）とFETからなるスイッチQ1（主スイッチ）との直列回路が接続されている。スイッチQ1の両端にはダイオードD3と共振用コンデンサC1とが並列に接続されている。

【0031】

トランスTの1次巻線5aの一端とスイッチQ1の一端との接続点にはFETからなるスイッチQ2（補助スイッチ）の一端が接続され、スイッチQ2の他端はスナバコンデンサC3を介して直流電源Vdc1の正極に接続されている。なお、スイッチQ2の他端はスナバコンデンサC3を介して直流電源Vdc1の負極に接続されていてもよい。

【0032】

スナバコンデンサC3の両端には、スイッチQ1がオン時に電力を蓄えるときにもスイッチQ1がオフ時に蓄えられた電力をスナバコンデンサC3に供給する電流源からなる電力供給源Idc1が接続されている。

【0033】

スイッチ Q 2 の両端にはダイオード D 4 が並列に接続されている。スイッチ Q 1, Q 2 は、共にオフとなる期間（デッドタイム）を有し、制御回路 10 の PWM 制御により交互にオン／オフする。

【0034】

トランス T の 1 次巻線 5 a の両端には、可飽和リアクトル S L 1 が接続されている。この可飽和リアクトル S L 1 は、トランス T のコアの飽和特性を用いている。可飽和リアクトル S L 1 には、大きさの等しい交流電流が流れるため、磁束は、図 5 に示す B-H カーブ上のゼロを中心にして、第 1 象限と第 3 象限とに等しく増減する。

【0035】

しかし、回路には損失を伴うため、磁束は完全に対称とはならず、第 1 象限が主体となる。また、コンデンサ C 1 を短時間で放電し、電圧をゼロとする必要から、可飽和リアクトル S L 1 またはトランス T の励磁インダクタンスを低くして、励磁電流を多くしている。

【0036】

また、図 5 に示すように一定の正磁界 H に対して磁束 B（正確には B は磁束密度であり、磁束 $\phi = B \cdot S$ で、S はコアの断面積であるが、ここでは $S = 1$ とし、 $\phi = B$ とした。）が B_m で飽和し、一定の負磁界 H に対して磁束 B が $-B_m$ で飽和するようになっている。磁界 H は電流 i の大きさに比例して発生する。この可飽和リアクトル S L 1 では、B-H カーブ上を磁束 B が $B_a \rightarrow B_b \rightarrow B_c \rightarrow B_d \rightarrow B_e \rightarrow B_f \rightarrow B_g$ と移動し、磁束の動作範囲が広範囲となっている。B-H カーブ上の $B_a - B_b$ 間及び $B_f - B_g$ 間は飽和状態である。

【0037】

トランス T のコアには、1 次巻線 5 a とこの巻線に対して同相の 2 次巻線 5 b（巻数 n_2 ）とが巻回されており、2 次巻線 5 b の一端はダイオード D 1（本発明の整流素子に対応）のアノードに接続され、ダイオード D 1 のカソードと 2 次巻線 5 b の他端とはコンデンサ C 4（本発明の平滑素子に対応）に接続されている。ダイオード D 1 とコンデンサ C 4 とで整流平滑回路を構成する。このコンデンサ C 4 はダイオード D 1 の整流電圧を平滑して直流出力を負荷 R L に出力する

【0038】

制御回路10は、スイッチQ1とスイッチQ2とを交互にオン／オフ制御し、負荷RLの出力電圧が基準電圧以上となったときに、スイッチQ1に印加されるパルスのオン幅を狭くし、スイッチQ2に印加されるパルスのオン幅を広くするように制御する。すなわち、負荷RLの出力電圧が基準電圧以上となったときに、スイッチQ1のパルスのオン幅を狭くすることで、出力電圧を一定電圧に制御するようになっている。

【0039】

また、制御回路10は、スイッチQ2の電流 $Q2i$ が増大した時刻にスイッチQ2をオフさせた後、スイッチQ1をオンさせる。制御回路10は、スイッチQ1をターンオンするときに、スイッチQ1の電圧がスイッチQ1と並列に接続された共振用コンデンサC1と可飽和リアクトルSL1の飽和インダクタンスとの共振によりゼロ電圧となった時から所定期間中にスイッチQ1をオンさせる。

【0040】

図2は第1の実施の形態に係る直流変換装置に設けられたトランスの構造図である。図2に示すトランスは、日の字型のコア20を有し、コア20のコア部20aには、1次巻線5aと2次巻線5bとが巻回されている。リーケージインダクタを得るために、1次巻線5a、2次巻線5bを分割巻としている。

【0041】

また、外周コア上で且つ1次巻線5aと2次巻線5bとの間の部分に対向する位置に、凹部20bが2箇所形成されている。この凹部20bにより、外周コアの磁路の一部の断面積が他の部分よりも狭くなり、その部分のみが飽和する。この飽和する1次巻線5aを、可飽和リアクトルSL1として兼用したときのコア損失を低減できる。

【0042】

次にこのように構成された第1の実施の形態に係る直流変換装置の動作を図3、図4及び図6に示すタイミングチャートを参照しながら説明する。図3は第1の実施の形態に係る直流変換装置の各部における信号のタイミングチャートであ

る。図4は第1の実施の形態に係る直流変換装置のスイッチQ1のターンオン時の各部における信号の詳細を示すタイミングチャートである。図5は第1の実施の形態に係る直流変換装置に設けられたトランスのB-H特性を示す図である。図6は第1の実施の形態に係る直流変換装置に設けられた可飽和リアクトルの電流のタイミングチャートである。

【0043】

なお、図3及び図4では、スイッチQ1の両端間の電圧 $Q1v$ 、スイッチQ1に流れる電流 $Q1i$ 、スイッチQ2の両端間の電圧 $Q2v$ 、スイッチQ2に流れる電流 $Q2i$ 、電力供給源 I_{dc1} に流れる電流 I_{dc1i} 、可飽和リアクトル $SL1$ に流れる電流 $SL1i$ を示している。

【0044】

まず、時刻 t_1 （時刻 $t_{11} \sim t_{12}$ に対応）において、スイッチQ1をオンさせると、 $V_{dc1} \rightarrow 5a \rightarrow Q1 \rightarrow V_{dc1}$ で電流が流れる。また、この時刻に、トランスTの2次巻線 $5b$ にも電圧が発生し、 $5b \rightarrow D1 \rightarrow C4 \rightarrow 5b$ で電流が流れる。また、スイッチQ1をオンさせた時に、可飽和リアクトル $SL1$ にも電流 $SL1i$ が流れて、可飽和リアクトル $SL1$ のインダクタにエネルギーが蓄えられる。

【0045】

この電流 $SL1i$ は、図6に示すように、時刻 t_1 で電流値 a （負値）、時刻 t_{1b} で電流値 b （負値）、時刻 t_{13} で電流値 c （ゼロ）、時刻 t_2 で電流値 d （正值）へと変化していく。図5に示すB-Hカーブ上では、磁束は、 $Ba \rightarrow Bb \rightarrow Bc \rightarrow Bd$ へと変化していく。なお、図5に示す $Ba \sim Bg$ と図6に示す $a \sim g$ とは対応している。

【0046】

次に、時刻 t_2 において、スイッチQ1をオフさせると、可飽和リアクトル $SL1$ に蓄えられたエネルギーによりコンデンサ $C1$ が充電される。このとき、可飽和リアクトル $SL1$ のインダクタンスとコンデンサ $C1$ とにより電圧共振が形成されて、スイッチQ1の電圧 $Q1v$ が急激に上昇する。

【0047】

そして、コンデンサC1の電位がコンデンサC3の電位と同電位となったとき、可飽和リアクトルSL1のエネルギーの放出により、ダイオードD4が導通し、ダイオード電流が流れて、コンデンサC3が充電されていく。また、このとき、スイッチQ2をオンさせることにより、スイッチQ2は、ゼロ電圧スイッチとなる。なお、電流SL1iは、時刻t2から時刻t20において、電流値d（正値）から電流値e（ゼロ）に変化する。図5に示すB-Hカーブ上では、磁束は、Bd→Beへと変化する。

【0048】

また、可飽和リアクトルSL1のエネルギーの放出と同時に、電力供給源Idc1からのエネルギーがコンデンサC3に供給され、コンデンサC3が充電されていく。即ち、コンデンサC3には、電力供給源Idc1からのエネルギーと可飽和リアクトルSL1からのエネルギーとが加え合わせられる。そして、可飽和リアクトルSL1のエネルギーの放出と電力供給源Idc1からのエネルギーの放出とが終了すると、コンデンサC3の充電は停止する。

【0049】

次に、時刻t20～時刻t3において、コンデンサC3に蓄えられたエネルギーは、C3→Q2→SL1→C3に流れて、可飽和リアクトルSL1の磁束をリセットする。可飽和リアクトルSL1に並列に接続されたトランスTも同様に磁束が変化する。

【0050】

この場合、時刻t20～時刻t3においては、コンデンサC3に蓄えられたエネルギーが可飽和リアクトルSL1に帰還されるので、可飽和リアクトルSL1に流れる電流SL1iは、図6に示すように負値となる。即ち、電流SL1iは、時刻t20～時刻t2aにおいては、電流値e（ゼロ）から電流値f（負値）に変化する。図5に示すB-Hカーブ上では、磁束は、Be→Bfへと変化していく。なお、時刻t2から時刻t20における面積Sと時刻t20～時刻t2aにおける面積Sとは等しい。この面積SはコンデンサC3に蓄えられた可飽和リアクトルSL1のエネルギーに相当する。

【0051】

次に、電流 $S L 1 i$ は、時刻 $t 2 a \sim$ 時刻 $t 3$ においては、電流値 f (負値) から電流値 g (負値) に変化する。図 5 に示す $B-H$ カーブ上では、磁束は、 $B f \rightarrow B g$ へと変化していく。時刻 $t 2 a \sim$ 時刻 $t 3$ における面積は、コンデンサ $C 3$ に蓄えられた電力供給源 $I d c 1$ のエネルギーに相当する。

【0052】

即ち、コンデンサ $C 3$ に蓄えられたエネルギーは、可飽和リアクトル $S L 1$ のエネルギーと電力供給源 $I d c 1$ のエネルギーとを合わせたものであるため、電流 $S L 1 i$ は、リセット時に電力供給源 $I d c 1$ から供給されるエネルギー分だけ多くなるので、磁束は第 3 象限に移動して、飽和領域 ($B f - B g$) に達し、電流 $S L 1 i$ が増大し、時刻 $t 3$ (時刻 $t 1$ も同様) で最大となる。電流 $S L 1 i$ は、スイッチ $Q 2$ のオン期間の終了間際で増大しており、可飽和リアクトル $S L 1$ の飽和時の電流である。

【0053】

また、この時刻 $t 3$ には、スイッチ $Q 2$ の電流 $Q 2 i$ も最大となる。この時刻に、スイッチ $Q 2$ をオフさせることにより、コンデンサ $C 1$ の放電は急峻になり、短時間でゼロとなる。このとき、スイッチ $Q 1$ をオンさせることにより、スイッチ $Q 1$ はゼロ電圧スイッチを達成できる。

【0054】

(第 1 実施例)

図 7 は第 1 の実施の形態に係る直流変換装置の第 1 実施例を示す回路構成図である。図 7 に示す第 1 実施例では、電力供給源 $I d c 1$ がリアクトル $L 2$ とダイオード $D 6$ との直列回路で構成したものである。

【0055】

この第 1 実施例によれば、スイッチ $Q 1$ がオンしたときリアクトル $L 2$ にエネルギーを蓄え、スイッチ $Q 1$ がオフしたときにリアクトル $L 2$ に蓄えられたエネルギーをコンデンサ $C 3$ に供給して、コンデンサ $C 3$ を充電する。なお、図 7 に示す電力供給源 $I d c 1$ は、軽負荷時に適している。

【0056】

(第 2 実施例)

図 8 は第 1 の実施の形態に係る直流変換装置の第 2 実施例を示す回路構成図である。図 8 に示す第 2 実施例では、電力供給源 I d c 1 がトランス T の 1 次巻線 5 a に直列に接続されたリアクトル L 3 で構成したものである。

【0057】

この第 2 実施例によれば、スイッチ Q 1 がオンした時には、電流がリアクトル L 3 を通して流れ、リアクトル L 3 にエネルギーを蓄える。スイッチ Q 1 がオフした時には、このエネルギーは、 $L 3 \rightarrow T \rightarrow D 4 \rightarrow C 3 \rightarrow L 3$ で放出され、エネルギーの一部は、トランス T の 2 次巻線 5 b を介して負荷 R L に供給されるとともに、コンデンサ C 3 を充電する。なお、図 8 に示す電力供給源 I d c 1 は、重負荷時に適している。

【0058】

(第 3 実施例)

図 9 は第 1 の実施の形態に係る直流変換装置の第 3 実施例を示す回路構成図である。図 9 に示す第 3 実施例では、図 7 に示す電力供給源 I d c 1 であるリアクトル L 2 とダイオード D 6 と、図 8 に示す電力供給源 I d c 1 であるリアクトル L 3 とを組み合わせたものであるため、軽負荷時や重負荷時に対応可能である。

【0059】

なお、リアクトル L 3 は、トランス T のリーケージインダクタで代用することができる。また、可飽和リアクトル S L 1 も、図 2 に示すような飽和特性の良好なコアをトランスに用いることによるトランス T の励磁インダクタンスで代用することもできる。また、本回路は、スイッチング周波数を固定周波数とし、PWM 制御することにより、出力電圧を制御することができ、放送妨害等に簡単に対応できる。

【0060】

(第 2 の実施の形態)

図 10 は第 2 の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。第 2 の実施の形態に係る直流変換装置は、トランス T の 2 次側に 2 次巻線 5 b と 3 次巻線 5 c とを設け、2 出力としたことを特徴とする。なお、トランス T の 2 次側に 3 以上の巻線を設け、3 出力以上としてもよい。ここでは、2 出力についての

み説明する。

【0061】

即ち、図8に示す直流変換装置の構成に、さらに、トランスTのコアに巻回された3次巻線5cと、ダイオードD2、コンデンサC2、負荷RL2を設けている。3次巻線5cは2次巻線5bと同相に巻回されている。3次巻線5cの一端はダイオードD2（本発明の整流素子に対応）のアノードに接続され、ダイオードD2のカソードと3次巻線5cの他端とはコンデンサC2（本発明の平滑素子に対応）に接続されている。ダイオードD2とコンデンサC2とで整流平滑回路を構成する。このコンデンサC2はダイオードD2の整流電圧を平滑して直流出力を負荷RL2に出力する。

【0062】

また、1次巻線5aと2次巻線5bとは疎結合され、また、1次巻線5aと3次巻線5cとは疎結合されている。例えば、巻線間をより離すことで疎結合とすることができる。2次巻線5bと3次巻線5cとは密結合されている。例えば、巻線間をより近接させることで密結合とすることができる。

【0063】

制御回路10は、スイッチQ1とスイッチQ2とを交互にオン／オフ制御し、負荷RL1の出力電圧が第1基準電圧以上となったとき、負荷RL2の出力電圧が第2基準電圧以上となったときに、スイッチQ1に印加されるパルスのオン幅を狭くし、スイッチQ2に印加されるパルスのオン幅を広くするように制御する。すなわち、負荷RL1の出力電圧が第1基準電圧以上となったとき、負荷RL2の出力電圧が第2基準電圧以上となったときに、スイッチQ1のパルスのオン幅を狭くすることで、各出力電圧を一定電圧に制御するようになっている。

【0064】

なお、制御回路10は、負荷RL1の出力電圧のみ検出して一定電圧制御しても良い。

【0065】

このように第2の実施の形態に係る直流変換装置によれば、2次巻線5bからの電圧をダイオードD1とコンデンサC4とで整流平滑して直流電力を負荷RL

1に供給でき、また、3次巻線5cからの電圧をダイオードD2とコンデンサC2とで整流平滑して直流電力を負荷RL2に供給できる。

【0066】

また、1次巻線5aと2次巻線5bとは疎結合されているので、1次側のリーケージインダクタは大きく、また、2次巻線5bと3次巻線5cとは密結合されているので、2次側のリーケージインダクタは小さい。このため、2次側の出力（2次巻線側の出力及び3次巻線側の出力）は、軽負荷及び重負荷に対して変動が小さくなり、負荷変動特性が良くなる。即ち、2次側のクロスレギュレーションが改善される。また、複数出力のクロスレギュレーションが良いことから、補助レギュレータを省略でき、回路を簡単化できる。

【0067】

なお、2次側の複数出力として、図10に示す直流変換装置に、図14に示す直流変換装置の2次側回路（2次巻線5b、ダイオードD1、D2、リアクトルL1、コンデンサC4）と同一構成の2次側回路（3次巻線5c、ダイオードD3、D4、リアクトルL2、コンデンサC2）を追加した直流変換装置も考えられる。

【0068】

しかし、リアクトルL1、L2が大きいため、リアクトルL1、L2を同一コア上に巻回する方法もあるが、2次側のクロスレギュレーションが悪化する。2次巻線5bとリアクトルL1との巻数比、3次巻線5cとリアクトルL2との巻数比を合わせるのが難しい。

【0069】

図10に示す第2の実施の形態では、リアクトルL1、リアクトルL2を用いず、2次側のリーケージインダクタは小さく、1次側2次側間のリーケージインダクタンスが大きいため、2次側のクロスレギュレーションが改善されるとともに、回路を簡単化できる。

【0070】

（第3の実施の形態）

次に第3の実施の形態に係る直流変換装置を説明する。第1及び第2の実施の

形態に係る直流変換装置では、スイッチとして、ノーマリオフタイプのMOS FET等を用いた。このノーマリオフタイプのスイッチは、電源がオフ時にオフ状態となるスイッチである。

【0071】

一方、SIT (static induction transistor、静電誘導トランジスタ) 等のノーマリオンタイプのスイッチは、電源がオフ時にオン状態となるスイッチである。このノーマリオンタイプのスイッチは、スイッチングスピードが速く、オン抵抗も低くスイッチング電源等の電力変換装置に使用した場合、理想的な素子であり、スイッチング損失を減少させ高効率が期待できる。

【0072】

しかし、ノーマリオンタイプのスイッチング素子にあっては、電源をオンすると、スイッチがオン状態であるため、スイッチが短絡する。このため、ノーマリオンタイプのスイッチを起動できず、特殊な用途以外には使用できない。

【0073】

そこで、第3の実施の形態に係る直流変換装置は、第1の実施の形態に係る直流変換装置の第1実施例の構成を有すると共に、スイッチQ1にノーマリオンタイプのスイッチを使用するために、交流電源オン時に、入力平滑コンデンサの突入電流を軽減する目的で挿入されている突入電流制限抵抗の電圧降下による電圧を、ノーマリオンタイプのスイッチの逆バイアス電圧に使用し、電源オン時の問題をなくす構成を追加したことを特徴とする。

【0074】

図11は第3の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。図11に示す直流変換装置は、図7に示す第1の実施の形態に係る直流変換装置の第1実施例の構成を有すると共に、交流電源Vac1から入力される交流電圧を全波整流回路B1で整流して、得られた電圧を別の直流電圧に変換して出力するもので、全波整流回路B1の一方の出力端P1と他方の出力端P2との間には、入力平滑コンデンサC5と突入電流制限抵抗R1とからなる直列回路が接続されている。なお、交流電源Vac1及び全波整流回路B1は、図7に示す直流電源Vdc1に対応する。

【0075】

全波整流回路B1の一方の出力端P1には、トランスTの1次巻線5aを介してSIT等のノーマリオンタイプのスイッチQ1nが接続され、スイッチQ1nは、制御回路11のPWM制御によりオン／オフする。なお、スイッチQ1n以外のスイッチQ2は、ノーマリオフタイプのスイッチである。

【0076】

また、突入電流制限抵抗R1の両端にはスイッチS1が接続されている。このスイッチS1は、例えばノーマリオフタイプのMOSFET、BJT（バイポーラ接合トランジスタ）等の半導体スイッチであり、制御回路11からの短絡信号によりオン制御される。

【0077】

突入電流制限抵抗R1の両端には、コンデンサC6と抵抗R2とダイオードD5とからなる起動電源部12が接続されている。この起動電源部12は、突入電流制限抵抗R1の両端に発生する電圧を取り出し、コンデンサC6の両端電圧をスイッチQ1nのゲートへの逆バイアス電圧として使用するために、制御回路11に出力する。また、入力平滑コンデンサC5に充電された充電電圧を制御回路11に供給する。

【0078】

制御回路11は、交流電源Vac1をオンしたときに、コンデンサC6から供給された電圧により起動し、制御信号として端子bからスイッチQ1nのゲートに逆バイアス電圧を出力し、スイッチQ1nをオフさせる。この制御信号は、例えば、-15Vと0Vとのパルス信号からなり、-15Vの電圧によりスイッチQ1nがオフし、0Vの電圧によりスイッチQ1nがオンする。

【0079】

制御回路11は、入力平滑コンデンサC5の充電が完了した後、端子bから制御信号として0Vと-15Vとのパルス信号をスイッチQ1nのゲートに出力し、スイッチQ1nをスイッチング動作させる。制御回路11は、スイッチQ1nをスイッチング動作させた後、所定時間経過後にスイッチS1のゲートに短絡信号を出力し、スイッチS1をオンさせる。

【0080】

また、トランスTに設けられた補助巻線5d（巻数n4）の一端は、スイッチQ1nの一端とコンデンサC7の一端と制御回路11とに接続され、補助巻線5dの他端は、ダイオードD7のカソードに接続され、ダイオードD7のアノードはコンデンサC7の他端及び制御回路11の端子cに接続されている。補助巻線5dとダイオードD7とコンデンサC7とは通常動作電源部13を構成し、この通常動作電源部13は、補助巻線5dで発生した電圧をダイオードD7及びコンデンサC7を介して制御回路11に供給する。

【0081】

次にこのように構成された第3の実施の形態に係る直流変換装置の動作を図11乃至図13を参照しながら説明する。

【0082】

なお、図13において、Vac1は、交流電源Vac1の交流電圧を示し、入力電流は、交流電源Vac1に流れる電流を示し、R1電圧は、突入電流制限抵抗R1に発生する電圧を示し、C5電圧は、入力平滑コンデンサC5の電圧を示し、C6電圧は、コンデンサC6の電圧を示し、出力電圧は、コンデンサC4の電圧を示し、制御信号は、制御回路11の端子bからスイッチQ1nのゲートへ出力される信号を示す。

【0083】

まず、時刻 t_0 において、交流電源Vac1を印加（オン）すると、交流電源Vac1の交流電圧は全波整流回路B1で全波整流される。このとき、ノーマリオンタイプのスイッチQ1nは、オン状態であり、スイッチS1は、オフ状態である。このため、全波整流回路B1からの電圧は、入力平滑コンデンサC5を介して突入電流制限抵抗R1に全て印加される（図12中の①）。

【0084】

この突入電流制限抵抗R1に発生した電圧は、ダイオードD5、抵抗R2を介してコンデンサC6に蓄えられる（図12中の②）。ここで、コンデンサC6の端子f側が例えば零電位となり、コンデンサC6の端子g側が例えば負電位となる。このため、コンデンサC6の電圧は、図13に示すように、負電圧（逆バイ

アス電圧)となる。このコンデンサC6の負電圧が端子aを介して制御回路11に供給される。

【0085】

そして、コンデンサC6の電圧が、スイッチQ1nのスレッシュホールド電圧 T_{HL} になった時点(図13の時刻 t_1)で、制御回路11は、端子bから-15Vの制御信号をスイッチQ1nのゲートに出力する(図12中の③)。このため、スイッチQ1nは、オフ状態となる。

【0086】

すると、全波整流回路B1からの電圧により、入力平滑コンデンサC5は、充電されて(図12中の④)、入力平滑コンデンサC5の電圧が上昇していき、入力平滑コンデンサC5の充電が完了する。

【0087】

次に、時刻 t_2 において、制御回路11は、スイッチング動作を開始させる。始めに、端子bから0Vの制御信号をスイッチQ1nのゲートに出力する(図12中の⑤)。このため、スイッチQ1nは、オン状態となるため、全波整流回路B1の一方の出力端P1からトランスTの1次巻線5aを介してスイッチQ1nに電流が流れて(図12中の⑥)、トランスTの1次巻線5aにエネルギーが蓄えられる。このとき、2次巻線5bにも電圧が発生し、 $5b \rightarrow D1 \rightarrow C4 \rightarrow 5b$ で電流が流れるため、負荷RLに電力が供給される。

【0088】

また、トランスTの1次巻線5aと電磁結合している補助巻線5dにも電圧が発生し、発生した電圧は、ダイオードD7及びコンデンサC7を介して制御回路11に供給される(図12中の⑦)。このため、制御回路11が動作を継続することができるので、スイッチQ1nのスイッチング動作を継続して行うことができる。

【0089】

次に、時刻 t_3 において、端子bから-15Vの制御信号をスイッチQ1nのゲートに出力する。このため、時刻 t_3 にスイッチQ1nがオフする。また、時刻 t_3 に可飽和リアクトルSL1のインダクタンスと共振用コンデンサC1によ

る共振を起こし、スイッチQ1nの電圧は上昇していき、スイッチQ2の電圧は下降していく。

【0090】

また、時刻 t_3 に制御回路11から短絡信号をスイッチS1に出力すると、スイッチS1がオンして（図12中の⑧）、突入電流制限抵抗R1の両端が短絡される。このため、突入電流制限抵抗R1の損失を減ずることができる。

【0091】

なお、時刻 t_3 は、交流電源Vac1をオンしたとき（時刻 t_0 ）からの経過時間として設定され、例えば入力平滑コンデンサC5と突入電流制限抵抗R1との時定数（ $\tau = C5 \cdot R1$ ）の約5倍以上の時間に設定される。以後、スイッチQ1nはオン／オフによるスイッチング動作を繰り返す。スイッチQ1nがスイッチング動作を開始した後は、スイッチQ1n及びスイッチQ2は、図7に示す第1の実施の形態に係る直流変換装置のスイッチQ1及びQ2の動作、即ち、図3、図4に示すタイミングチャートに従った動作と同様に動作する。

【0092】

このように第3の実施の形態に係る直流変換装置によれば、第1の実施の形態の効果が得られるとともに、制御回路11は、交流電源Vac1がオンされたときに突入電流制限抵抗R1に発生した電圧によりスイッチQ1nをオフさせ、入力平滑コンデンサC5が充電された後、スイッチQ1nをオン／オフさせるスイッチング動作を開始させるので、電源オン時における問題もなくなる。従って、ノーマリオンタイプの半導体スイッチが使用可能となり、損失の少ない、即ち、高効率な直流変換装置を提供することができる。

【0093】

なお、本発明は上述した第1乃至第3の実施の形態に係る直流変換装置に限定されるものではない。第3の実施の形態の装置では、第1の実施の形態の装置にノーマリオン回路を追加した例を説明したが、ノーマリオン回路は、例えば、第2の実施の形態の装置に追加しても良い。

【0094】

【発明の効果】

以上説明したように、本発明によれば、ゼロ電圧スイッチングを達成でき、共振作用により電圧の立ち上り、立下がりも緩やかとなり、低ノイズ、高効率な直流変換装置を提供することができる。

【0095】

また、トランスのコアの磁束利用率が向上し、装置を小型化することができる。また、複数出力のクロスレギュレーションが良いことから、補助レギュレータを省略でき、回路を簡単化できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】

第1の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。

【図2】

第1の実施の形態に係る直流変換装置に設けられたトランスの構造図である。

【図3】

第1の実施の形態に係る直流変換装置の各部における信号のタイミングチャートである。

【図4】

第1の実施の形態に係る直流変換装置のスイッチQ1のターンオン時の各部における信号の詳細を示すタイミングチャートである。

【図5】

第1の実施の形態に係る直流変換装置に設けられたトランスのB-H特性を示す図である。

【図6】

第1の実施の形態に係る直流変換装置に設けられた可飽和リアクトルの電流のタイミングチャートである。

【図7】

第1の実施の形態に係る直流変換装置の第1実施例を示す回路構成図である。

【図8】

第1の実施の形態に係る直流変換装置の第2実施例を示す回路構成図である。

【図9】

第 1 の実施の形態に係る直流変換装置の第 3 実施例を示す回路構成図である。

【図 1 0】

第 2 の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。

【図 1 1】

第 3 の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。

【図 1 2】

第 3 の実施の形態に係る直流変換装置の動作を説明するための図である。

【図 1 3】

第 3 の実施の形態に係る直流変換装置の各部における信号のタイミングチャートである。

【図 1 4】

従来の直流変換装置を示す回路構成図である。

【図 1 5】

従来の直流変換装置の各部における信号のタイミングチャートである。

【図 1 6】

従来の直流変換装置に設けられたトランスの B-H 特性を示す図である。

【図 1 7】

従来の直流変換装置に設けられたトランスの励磁電流のタイミングチャートである。

【符号の説明】

V d c 1 直流電源

V a c 1 交流電源

I d c 1 電力供給源

B 1 全波整流回路

1 0, 1 1, 1 0 0 制御回路

Q 1 ~ Q 2, Q 1 n スイッチ

R L, R L 1, R L 2 負荷

R 1, R 2 抵抗

S L 1 可飽和リアクトル

C 1 共振用コンデンサ

C 3 スナバコンデンサ

C 2, C 4 ~ C 7 コンデンサ

S 1 スイッチ

T トランス

5 a 1 次巻線 (n 1)

5 b 2 次巻線 (n 2)

5 c 3 次巻線 (n 3)

5 d 補助巻線 (n 4)

1 2 起動電源部

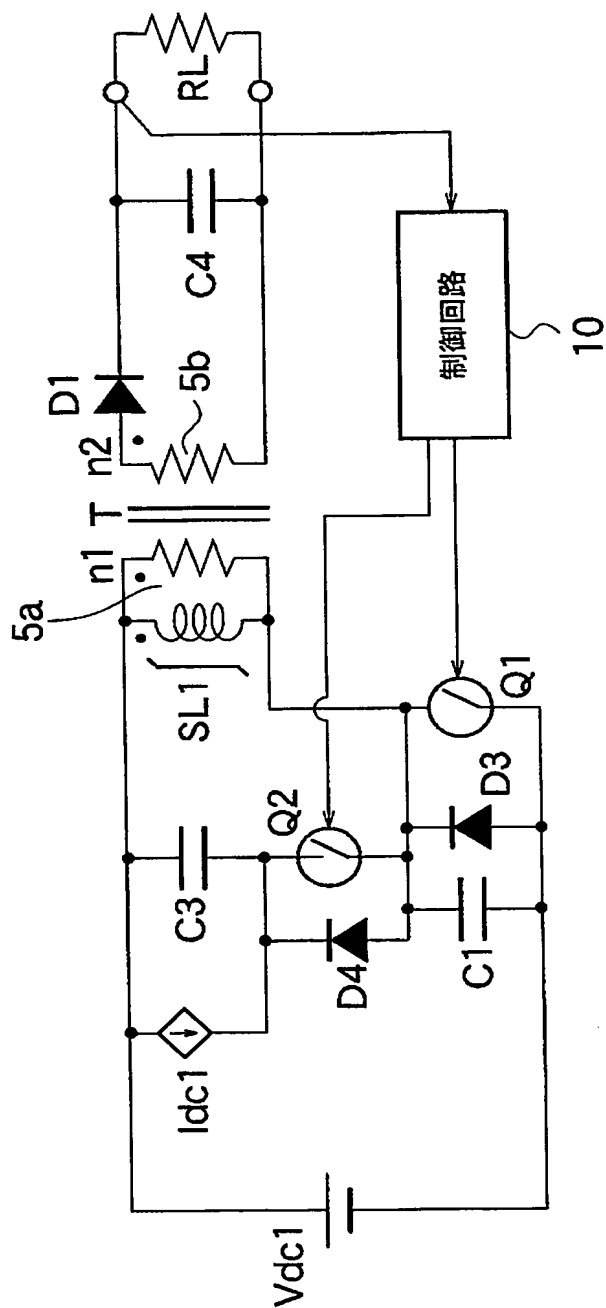
1 3 通常動作電源部

D 1 ~ D 7 ダイオード

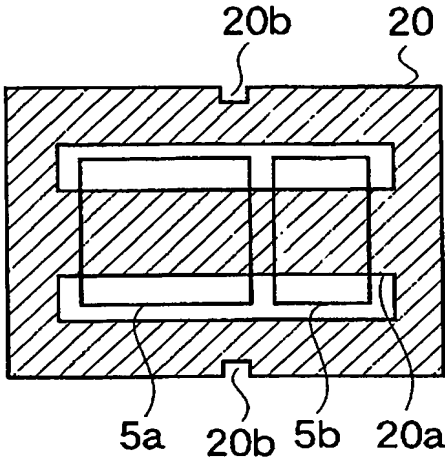
【書類名】

図面

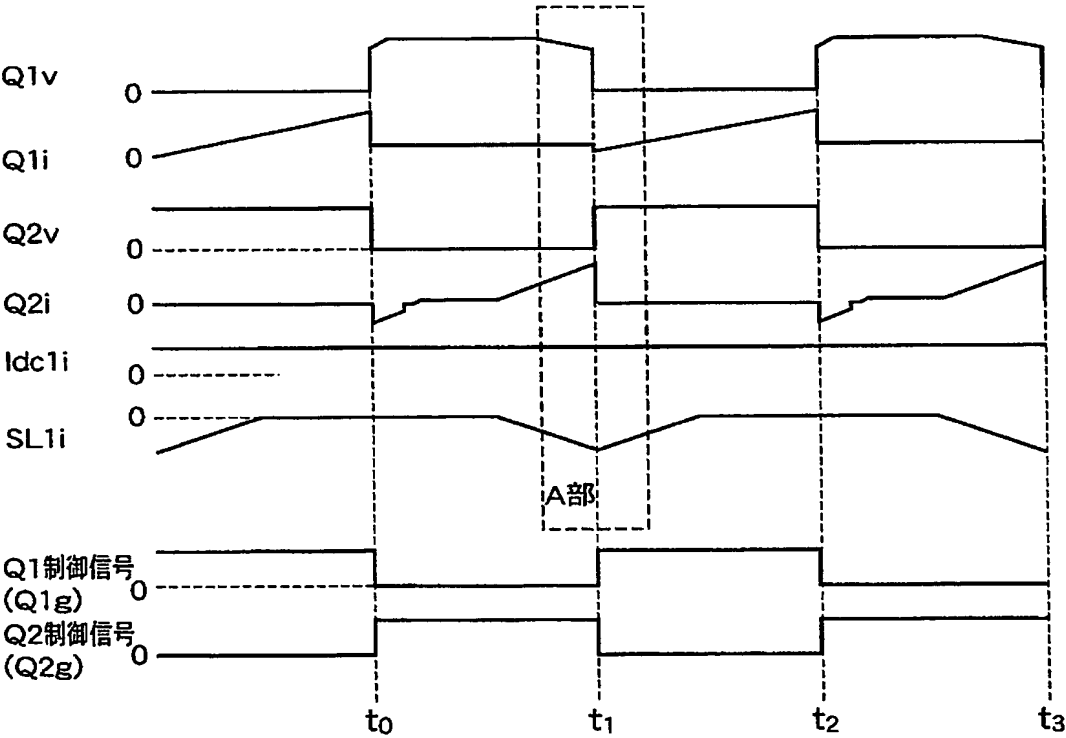
【図 1】



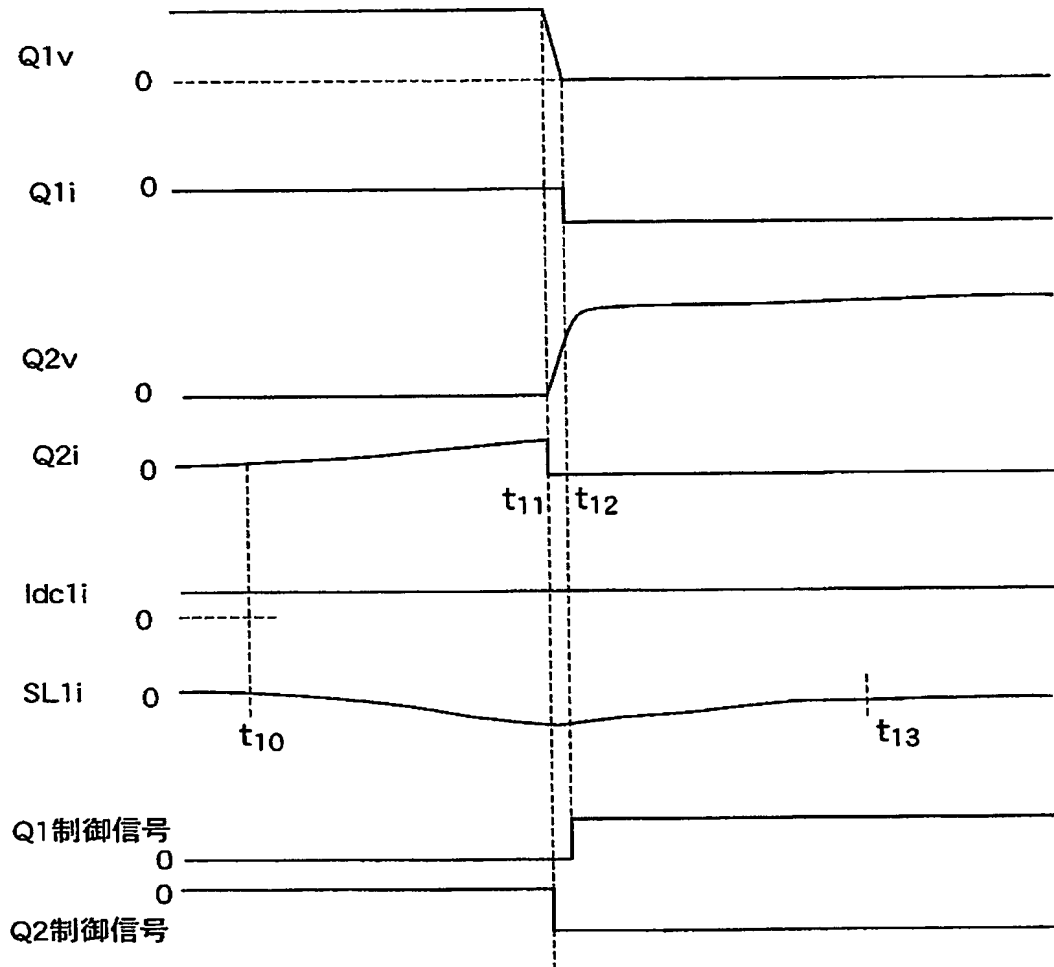
【図 2】



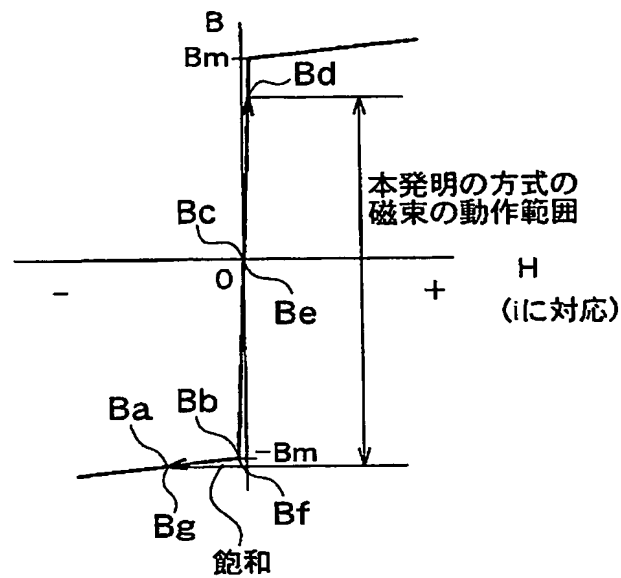
【図 3】



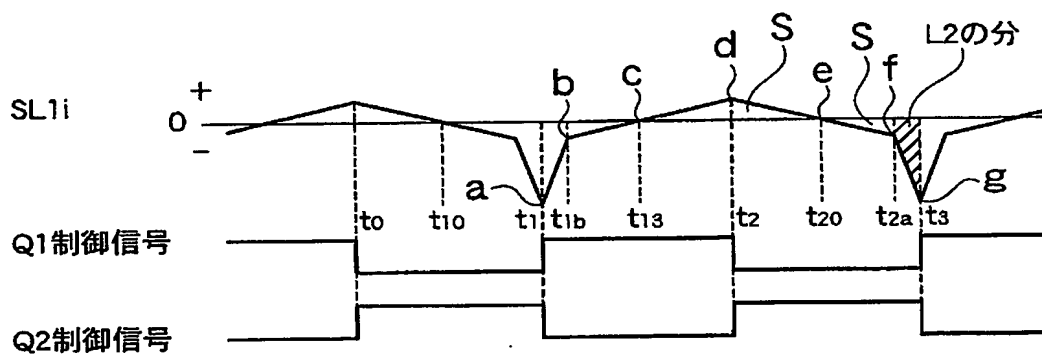
【図 4】



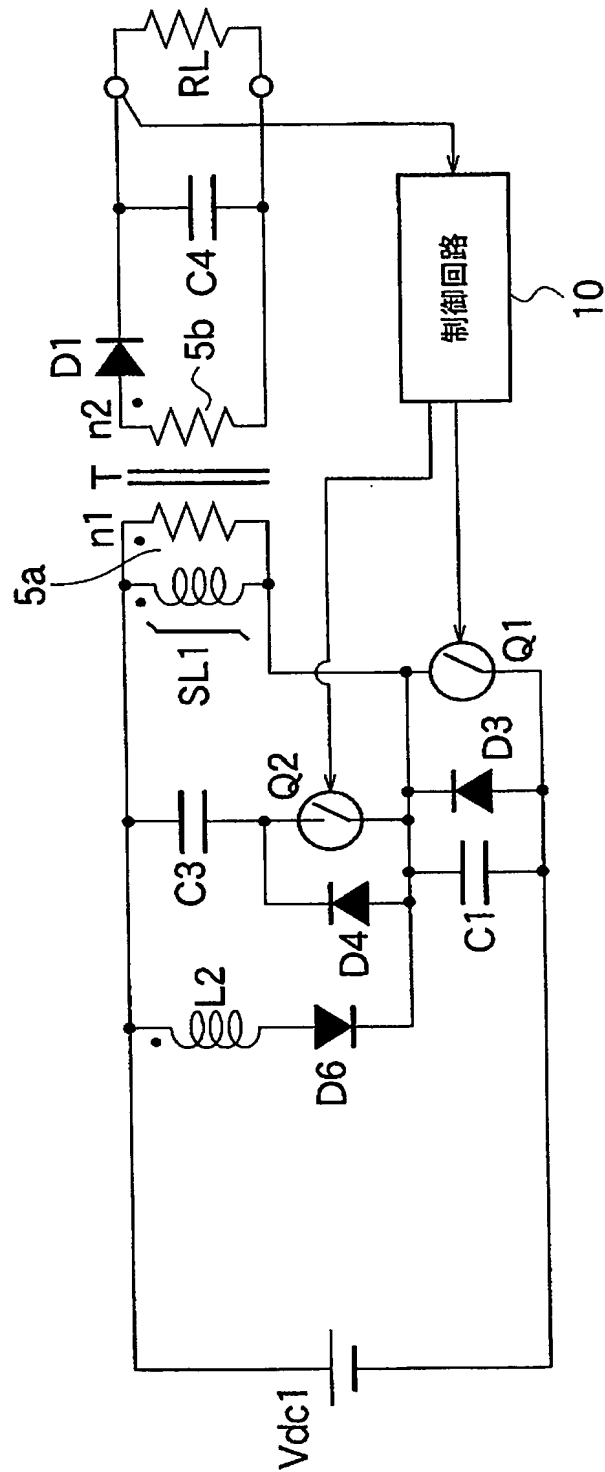
【図 5】



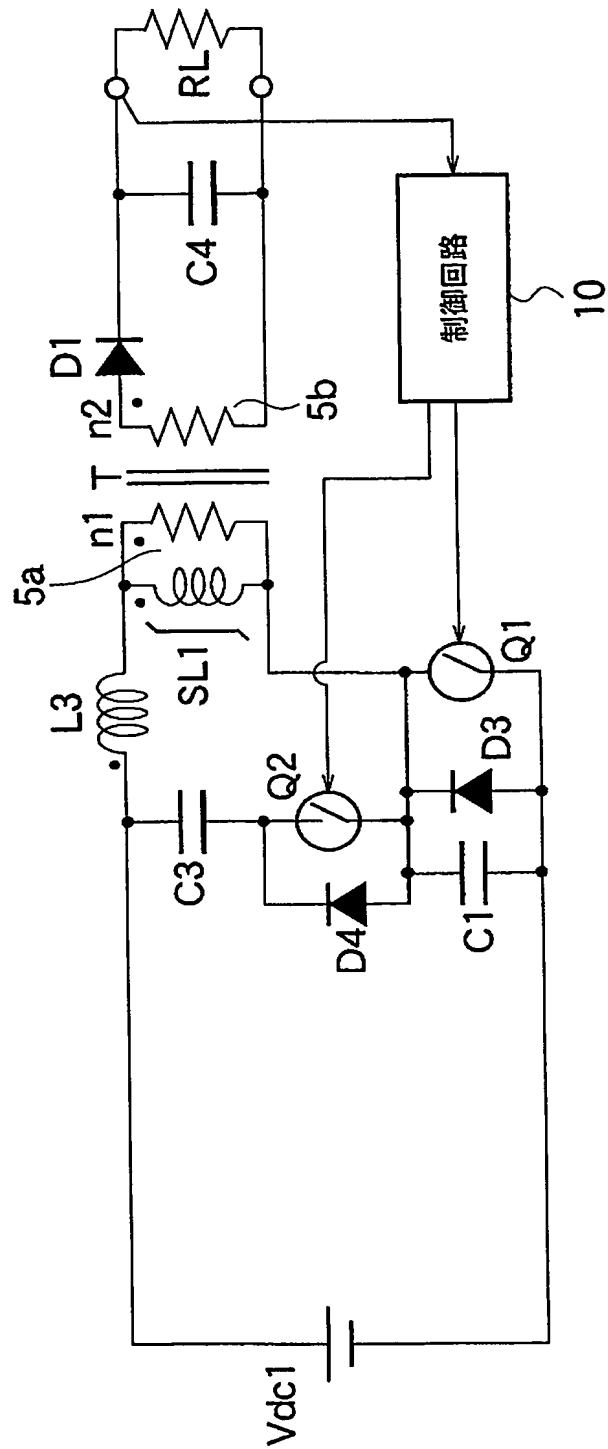
【図 6】



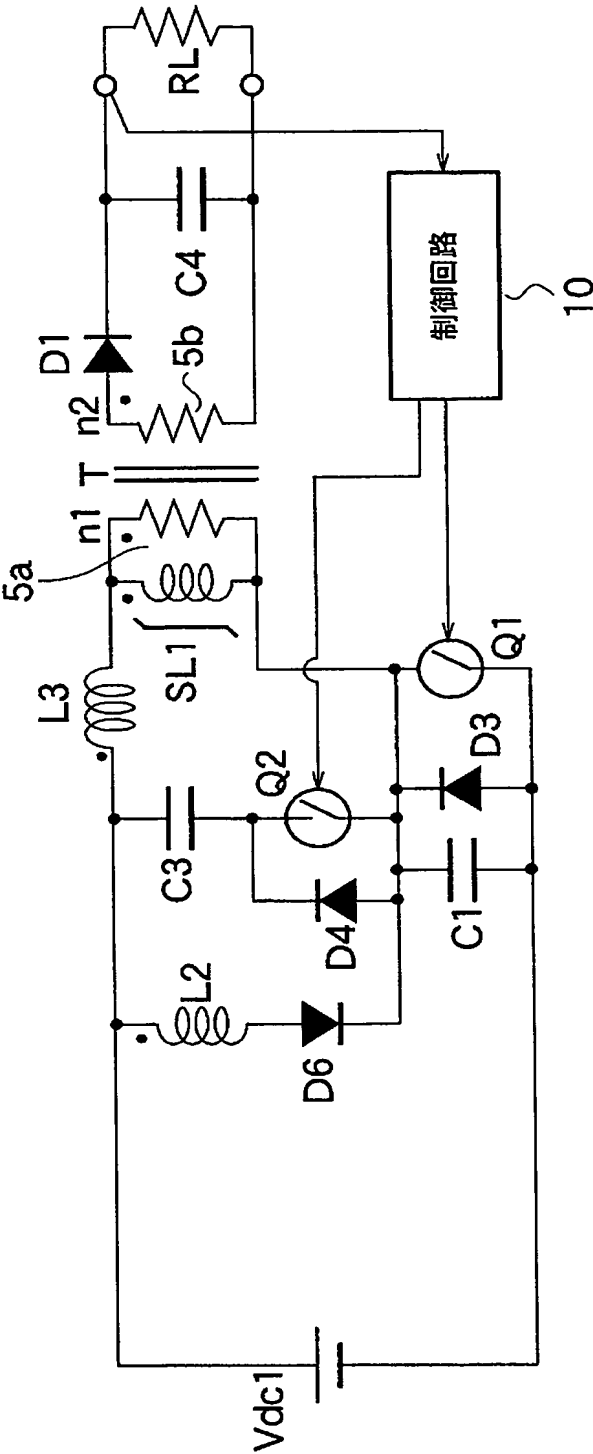
【図 7】



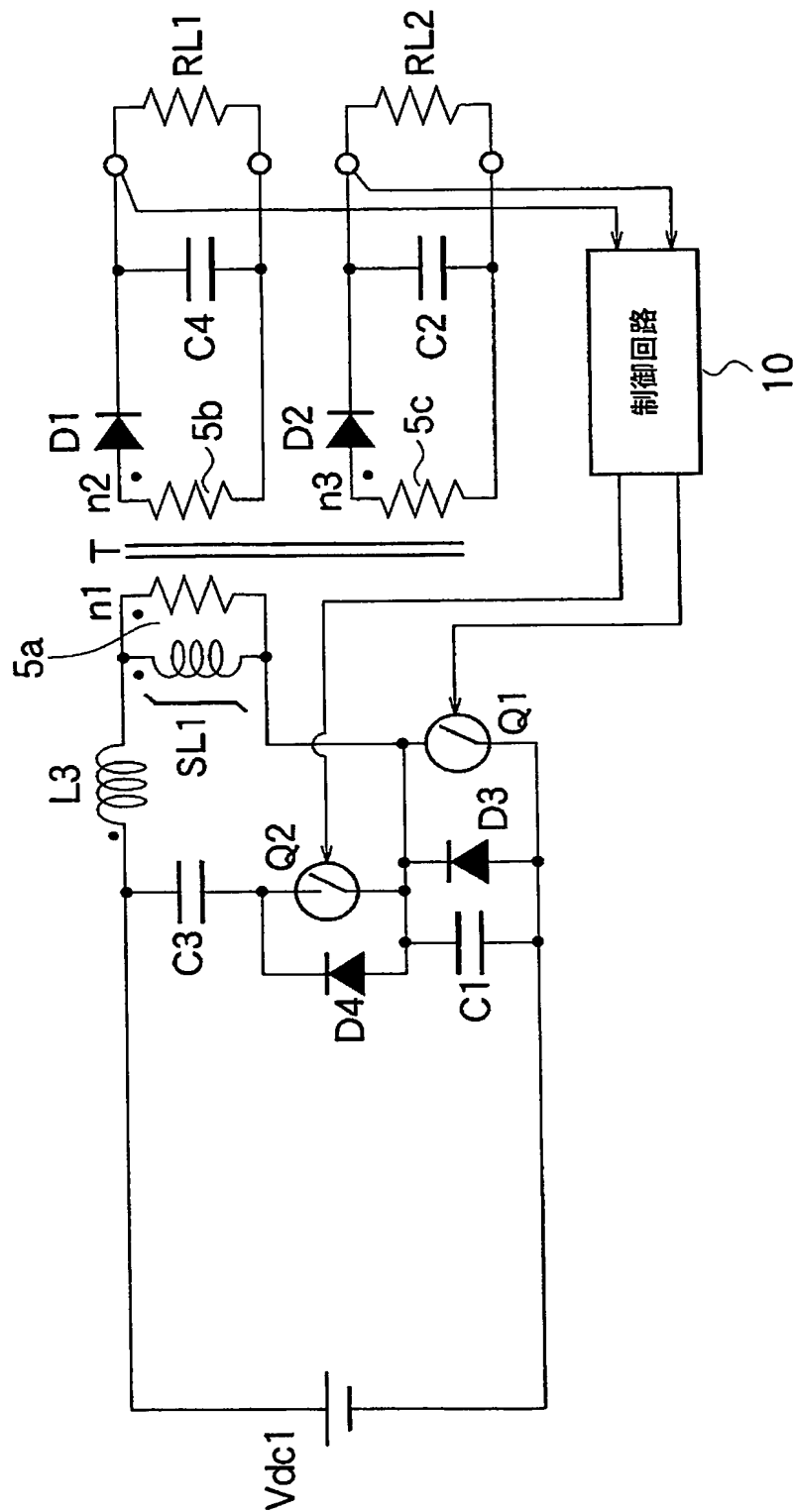
【図 8】



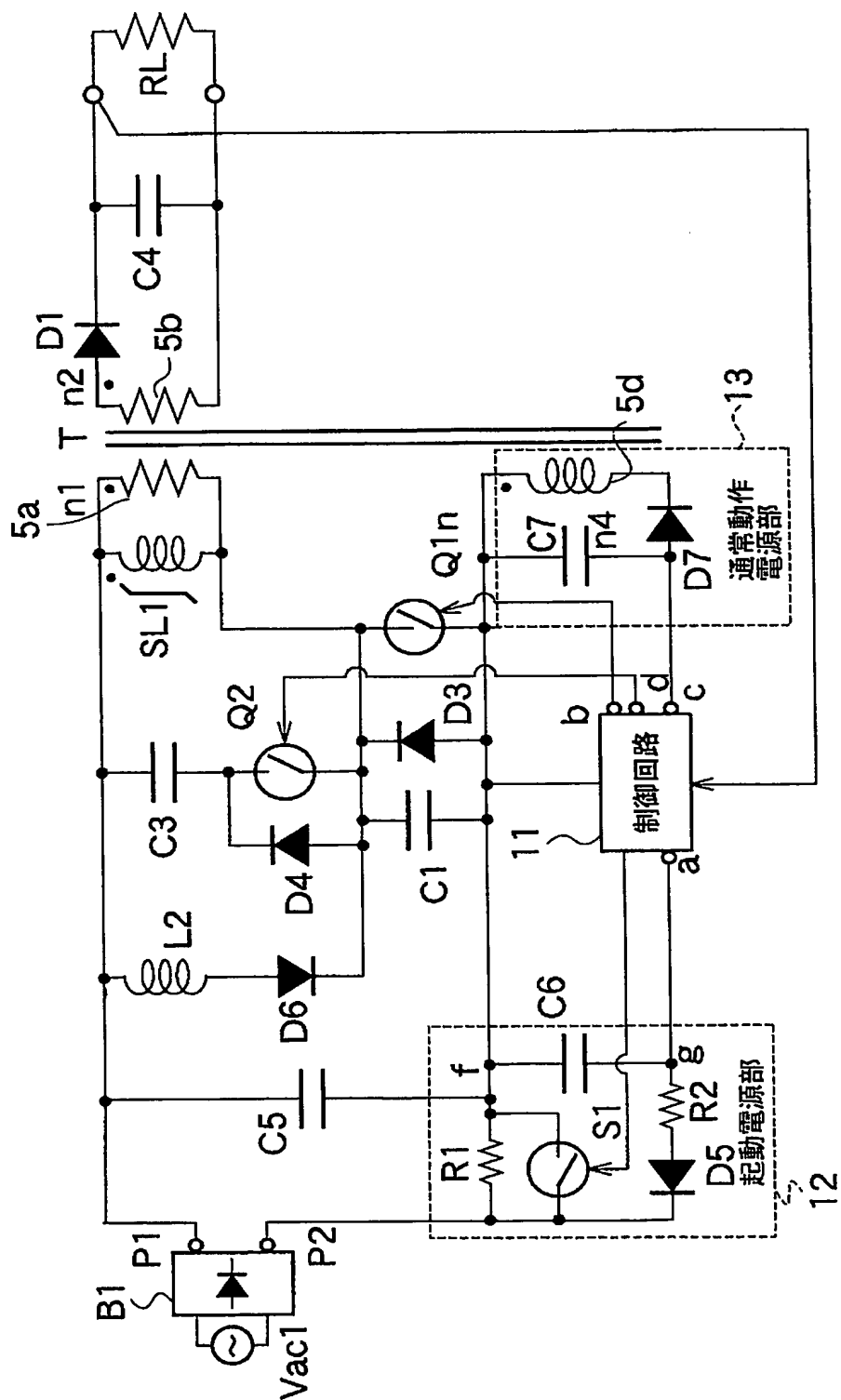
【図 9】



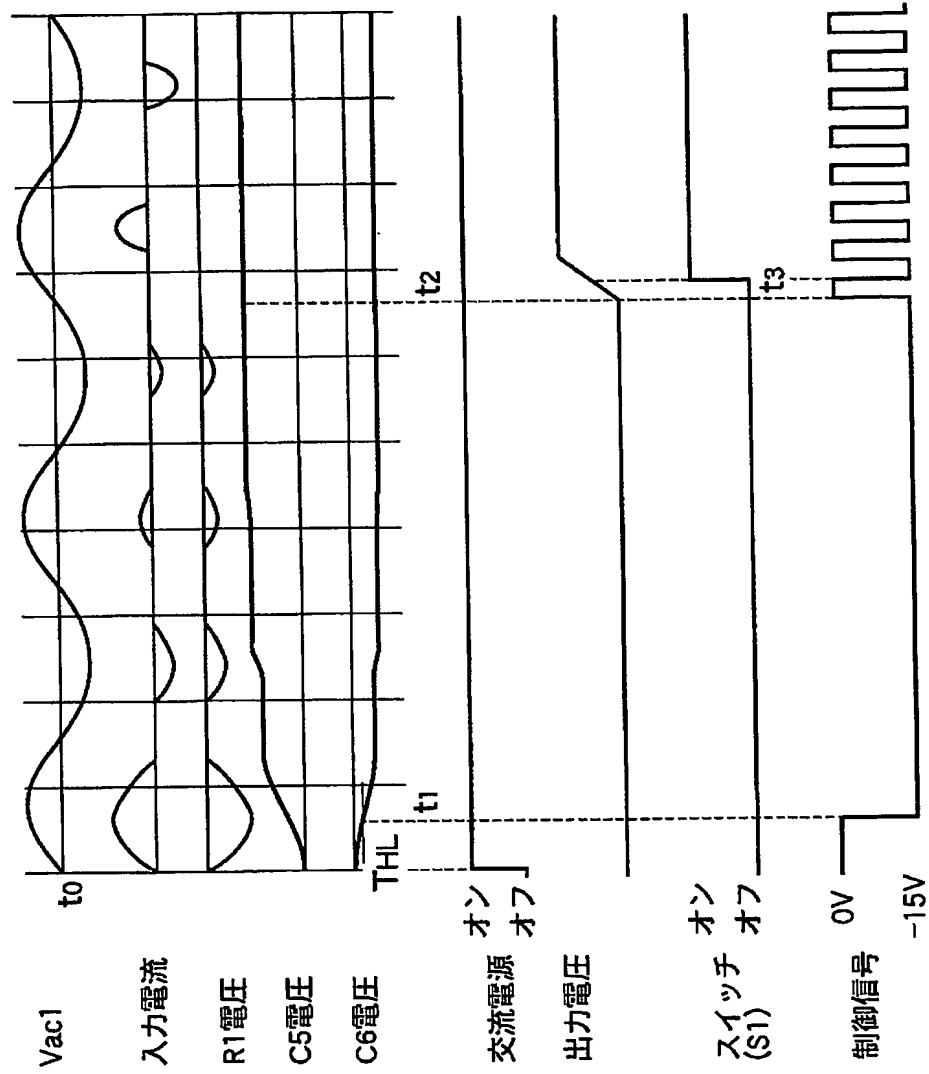
【図 10】



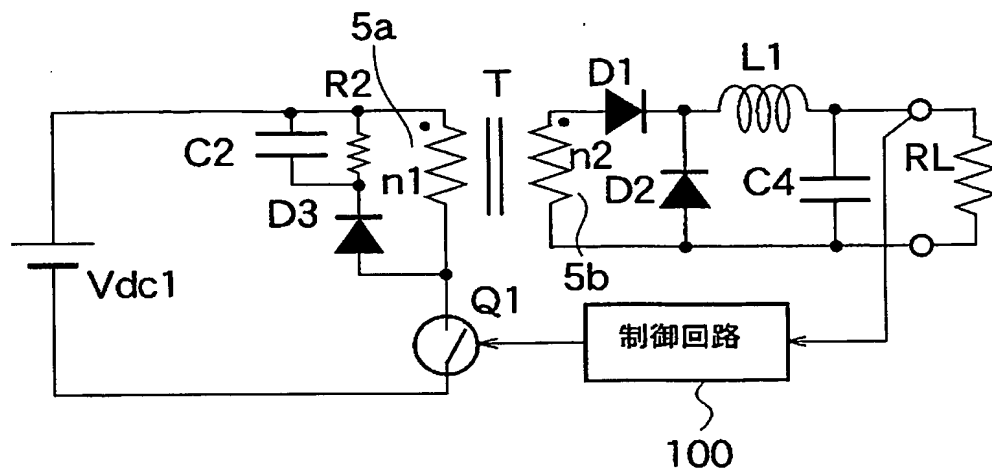
【図 11】



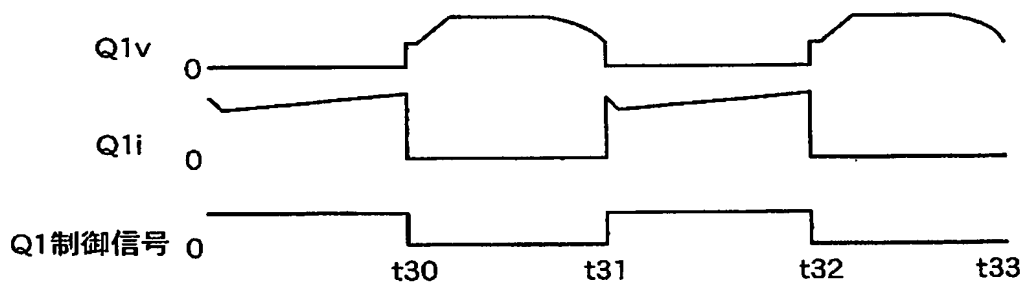
【図 13】



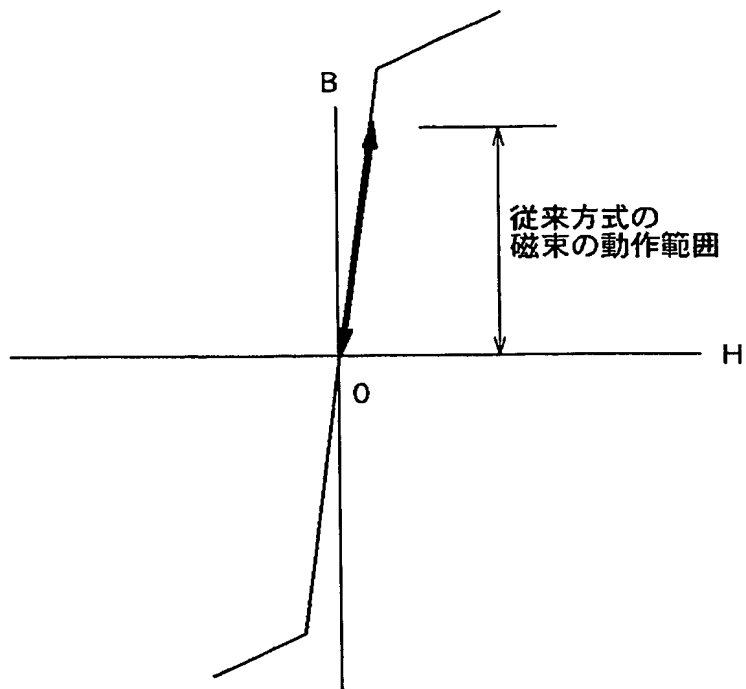
【図 14】



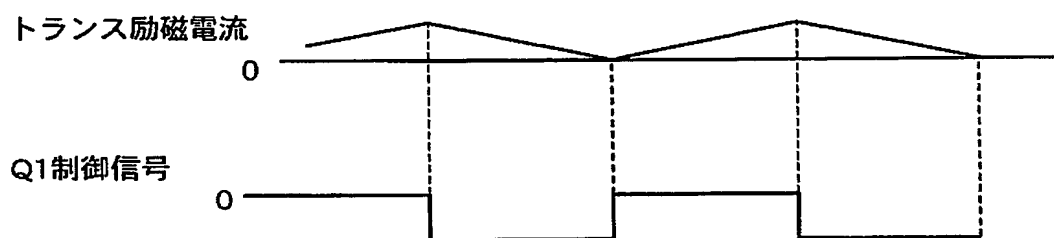
【図 15】



【図 16】



【図 17】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 トランスの小型化とスイッチのゼロ電圧スイッチングを可能とし、小型、高効率、低ノイズ化することができる直流変換装置を提供する。

【解決手段】 直流電源 V_{dc1} の両端に接続され、トランス T の 1 次巻線 $5a$ とスイッチ $Q1$ とが直列に接続された第 1 直列回路と、1 次巻線 $5a$ の両端に接続され、スイッチ $Q2$ とスナバコンデンサ $C3$ とが直列に接続された第 2 直列回路と、1 次巻線 $5a$ に並列に接続された可飽和リアクトル $SL1$ と、スイッチ $Q1$ がオン時に電力を蓄え、スイッチ $Q1$ がオフ時に電力をスナバコンデンサ $C3$ に供給する電力供給源 I_{dc1} と、トランス T の 2 次巻線 $5b$ に直列に接続されたダイオード $D1$ 及びダイオード $D1$ と 2 次巻線 $5b$ との直列回路に並列に接続されたコンデンサ $C4$ を有する整流平滑回路と、スイッチ $Q1$ とスイッチ $Q2$ とを交互にオン／オフさせると共にスイッチ $Q2$ の電流が増大した時にスイッチ $Q2$ をオフさせる制御回路 10 とを有する。

【選択図】 図 1

特願 2 0 0 2 - 3 0 6 2 5 0

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[0 0 0 1 0 6 2 7 6]

1. 変更年月日

1 9 9 0 年 8 月 3 1 日

[変更理由]

新規登録

住 所

埼玉県新座市北野 3 丁目 6 番 3 号

氏 名

サンケン電気株式会社

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

☒ **BLACK BORDERS**

☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**

☐ **FADED TEXT OR DRAWING**

☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**

☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**

☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**

☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**

☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**

☒ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**

☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.